

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-298439

(P2001-298439A)

(43) 公開日 平成13年10月26日 (2001.10.26)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	キーワード* (参考)
H 0 4 J 11/00		H 0 4 J 11/00	Z
H 0 4 L 27/38		H 0 4 L 27/00	G

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L 外国語出願 (全 29 頁)

(21) 出願番号	特願2001-41278 (P2001-41278)	(71) 出願人	391030332 アルカテル フランス国、75008 パリ、リュ・ラ・ボ エティ 54
(22) 出願日	平成13年2月19日 (2001.2.19)	(72) 発明者	ミゲル・ペーターズ ベルギー国、ペー-1200・ブリュッセル、 アブニユ・ドユ・カステル・73
(31) 優先権主張番号	0 0 4 0 0 6 2 0 . 1	(74) 代理人	100062007 弁理士 川口 義雄 (外2名)
(32) 優先日	平成12年3月7日 (2000.3.7)		
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (E P)		

(54) 【発明の名称】 チャネル特性を決定する方法、およびその方法を実施する離散ウェーブレット送信器と離散ウェーブレット受信器

(57) 【要約】

【課題】 送信器TXと受信器RXの間で、チャネルCHANNELのチャネル特性を決定する方法を提供すること。

【解決手段】 パルス振幅変調シンボルの所定の周期信号は、受信器TXの余弦変調フィルタバンクDWM T MODによって波形で変調されており、その波形は、チャネルCHANNELを介して送信される。受信器RXでは、受信パルス振幅変調シンボルは、余弦変調フィルタバンクDWM T DEMODによってその波形から復調され、受信パルス振幅変調シンボルの対を組み合わせ、受信直交振幅変調シンボルを形成し、受信直交振幅変調シンボルは、送信直交振幅変調シンボルの対の形と見なされる送信した所定のパルス振幅変調シンボルによって分割される。したがって、チャネル特性のサンプルが発生される。

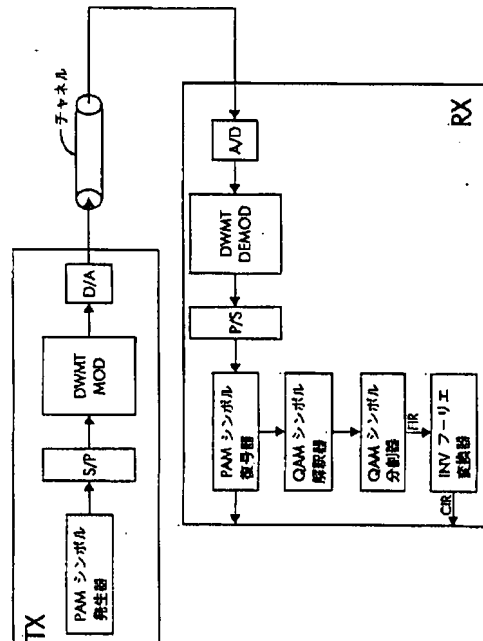


Fig. 1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 送信器(TX)と受信器(RX)の間で、チャンネル(CHANNEL)の推定されたチャンネル特性のサンプルを決定する方法であって、

- a. 送信パルス振幅変調シンボルの所定の周期信号を発生するステップと、
- b. 前記送信器(TX)の余弦変調フィルタバンク(DWMT MOD)において、前記送信パルス振幅変調シンボルで波形を変調するステップと、
- c. 前記波形を、前記チャンネル(CHANNEL)を介して、前記送信器(TX)から前記受信器(RX)に転送するステップと、
- d. 前記受信器(RX)の余弦変調フィルタバンク(DWMT DEMOD)において、前記波形から受信パルス振幅変調シンボルを復調するステップと、
- e. 前記受信パルス振幅変調シンボルの対を組み合わせて、受信直交振幅変調シンボルを形成するステップと、
- f. 送信直交振幅変調シンボルの対の形と考えられる前記送信パルス振幅変調シンボルによって前記受信直交振幅変調シンボルを分割し、それにより、前記推定されたチャンネル特性の前記サンプルを発生するステップとを含むことを特徴とする方法。

【請求項2】 推定されたチャンネル特性のサンプルを決定する方法であって、

- さらに、
- g. 前記推定されたチャンネル特性の前記サンプルを逆フーリエ変換するステップを含むことを特徴とする、請求項1に記載の方法。

【請求項3】 送信パルス振幅変調シンボルで波形を変調するように構成された余弦変調フィルタバンク(DWMT MOD)を備えた離散ウェーブレットマルチトーン送信器(TX)であって、

前記離散ウェーブレットマルチトーン送信器(TX)がさらに、パルス振幅変調シンボル発生器(PAM SYMBOL GENERATOR)を備えており、それに前記余弦変調フィルタバンク(DWMT MOD)がカスケード結合されており、前記パルス振幅変調シンボル発生器(PAM SYMBOL GENERATOR)が、送信パルス振幅変調シンボルの所定の周期信号を発生し、かつ前記送信パルス振幅変調シンボルを前記余弦変調フィルタバンク(DWMT MOD)に加えるように構成されていることを特徴とする離散ウェーブレットマルチトーン送信器(TX)。

【請求項4】 波形から受信パルス振幅変調シンボルを復調するように構成された余弦変調フィルタバンク(DWMT DEMOD)を備えた離散ウェーブレットマルチトーン受信器(RX)であって、

前記離散ウェーブレットマルチトーン受信器(RX)がさらに、前記受信パルス振幅変調シンボルの対を組み合わせて、受信直交振幅変調シンボルを形成するための手

段と、送信直交振幅変調シンボルの対の形と考えられる送信パルス振幅変調シンボルによって前記受信直交振幅変調シンボルを分割し、それにより、送信器(TX)と前記離散ウェーブレットマルチトーン受信器(RX)との間にある、前記送信パルス振幅変調シンボルが転送されるチャンネル(CHANNEL)の推定されたチャンネル特性のサンプルを発生するための手段とを備えることを特徴とする離散ウェーブレットマルチトーン受信器(RX)。

【請求項5】 前記離散ウェーブレットマルチトーン受信器(RX)がさらに、逆フーリエ変換器を備えており、前記推定されたチャンネル特性の前記サンプルを逆フーリエ変換するように構成されていることを特徴とする、請求項4に記載の離散ウェーブレットマルチトーン受信器(RX)。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、請求項1の非特徴部分で規定されている、推定されたチャンネル特性のサンプルを決定する方法と、請求項3の非特徴部分で規定されている離散ウェーブレットマルチトーン送信器と、請求項4の非特徴部分で規定されている離散ウェーブレットマルチトーン受信器とに関する。送信器と受信器はどちらも、この方法のステップを実施するために装備されている。

【0002】

【従来の技術】デジタル加入者線を試験または認定する技術の概略は、著者Eric HedlundとTom Cullinanによる論文「DSL Loop Test」に与えられている。この論文は、1998年8月24日発行の雑誌「テレフォニ(Telephony)」の48～52ページに発表されており、まずループを検査し、その後xDSL(任意のデジタル加入者線)のサービスをそのループを介して提供する重要性を強調している。ループ試験により、ロードコイルやブリッジドタップなどの線の欠陥を局在化することができ、また、近端漏話または遠端漏話などの雑音を測定することができる。さらに、チャンネルインパルス応答の知識により、中央局と顧客敷地内の設備の間で同期化を容易にし、受信器に適応等化器のタップ(チャンネル特性を等化し、したがって、シンボル間の干渉を回避するために、データシンボルに追加される周期的なプリフィックスまたはサフィックスの長さは、依然として許容可能である)を設置することを容易にする。

【0003】知られているチャンネル分析技術は、別々の試験用計器を必要とする。上述の論文「DSL Loop Test」では、中央局でのみ試験設備を必要とする非平衡終端試験と、両端、すなわち顧客の敷地と中央局で試験設備を必要とする双終端チャンネル試験とを区別している。双終端試験は、専門技術者を派遣する必要が

あり、これは正当化することが困難な余分な出費である。知られているループ識別技術の中では、中央局でのみ試験設備が必要で、現場に専門技術者がいる必要のない非平衡終端試験が、最も費用効果が高い。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】本発明の目的は、著しくハードウェアを追加する必要がない、すなわち、中央局または顧客の敷地で別々の試験設備を必要とせず、顧客の敷地または中央局の現場に、専門技術者がいる必要がないループのチャネル特性を決定する方法を提供することである。

【0005】

【課題を解決するための手段】本発明によれば、この目的は、請求項1で規定されている推定されたチャネル特性のサンプルを決定する方法と、請求項3によって規定されている離散ウェーブレットマルチトーン送信器と、請求項4によって規定されている離散ウェーブレットマルチトーン受信器とによって実現される。

【0006】実際、離散ウェーブレットマルチトーン(DWMT)送信器と離散ウェーブレットマルチトーン(DWMT)受信器の間で伝送された、パルス振幅変調(PAM)周期信号に対し、パルス振幅変調(PAM)シンボルの各対は、信号が転送されたチャネルのチャネルインパルス応答によって回転および減衰された直交振幅変調(QAM)シンボルを構成するという洞察は、DWMTシステムの中央局または顧客の敷地の現場で、著しくハードウェアを追加する必要がないチャネルインパルス応答を推定する自動化された方法を提供する。送信器側では、所定の周期信号を発生することができるパルス振幅変調(PAM)シンボル発生器が必要であり、受信器側では、受信パルス振幅変調(PAM)シンボルは、対の形に組み合わせられなければならない。また、対に組み合わせられた所定の送信したパルス振幅変調(PAM)シンボルによって分割されなければならない。これは、DWMT受信器で一般に利用可能なデジタル信号処理(DSP)機能によって実施することができるタスクである。

【0007】銅線を介する高速デジタルデータ転送に離散ウェーブレットマルチトーンDWMT送信器と受信器を使用することは、著者O. van de Wiel、L. Vandendorpe、およびM. Peetersによる論文「Discrete Wavelet Multitone for Copper Line Transmission」に記載されている。この論文は、1996年12月11日にアントワープでIEEE Benelux Signal Processing Chapterによって開催されたシンポジウム、A New Tool in Signal and Image Processingのプロシーディング「Wavelet Analysis: A new T

oolin Signal and Image Processing」に発表されているが、DWMT送信器と受信器の能力を使用して、銅線のチャネルインパルス応答を決定することは提案していない。また、Andrew Bruce、David Donoho、およびHong-Ye Gaoが著者である論文「Wavelet Analysis」は、雑誌「IEEE Spectrum」の1996年10月号に発表され、圧縮、高速行列計算、および信号と画像の雑音除去について記述しているが、所定のパルス振幅変調(PAM)周期信号の特定な取り扱いと組み合わせてウェーブレット技術を使用し、パルス振幅変調(PAM)シンボルが転送されるループのチャネルインパルス応答を推定することは、教示していない。

【0008】請求項で使用している「備える」という用語は、その後に列挙している手段に限定されると解釈するべきではないことに留意されたい。したがって、「手段AおよびBを備える装置」という表現の範囲は、構成要素AとBのみからなる装置に限定されるべきではない。これが意味することは、本発明に関して、装置の単に適切な構成要素は、AとBであるということである。

【0009】同様に、やはり請求項で使用している「結合された」という用語は、直接結合にのみ限定されると解釈するべきではないことに留意されたい。したがって、「装置Bに結合された装置A」という表現の範囲は、装置Aの出力が、装置Bの入力に直接接続されている装置またはシステムに限定されるべきではない。これが意味することは、Aの出力とBの入力の間に経路が存在し、その経路は他の装置または手段を含む経路とすることができるということである。

【0010】本発明による、推定されたチャネル特性を決定する方法に関するその他の選択的な特徴は、請求項2および請求項5によって規定されている。

【0011】このように、推定されたチャネル特性のサンプルをフーリエ逆変換することによって、チャネル特性の時間領域表示が得られる。

【0012】添付の図に関連して取り入れた実施形態の以下の説明を参照することによって、本発明の上述の目的と特徴および他の目的と特徴はより明らかになり、本発明自体は最適に理解されるであろう。

【0013】

【発明の実施の形態】図1の離散ウェーブレットマルチトーン送信器TXは、パルス振幅変調シンボル発生器PAM SYMBOL GENERATOR、直列並列変換器S/P、離散ウェーブレットマルチトーン変調器DWMT MOD、およびデジタルアナログ変換器D/Aのカスケード結合を含む。デジタルアナログ変換器D/Aの出力は、離散ウェーブレットマルチトーン送信器TXと離散ウェーブレットマルチトーン受信器RXとの間で、銅の電話線CHANNELに結合されている。この

離散ウェーブレットマルチトーン受信器RXは、銅の電話線CHANNELが結合されている入力端末と、データ出力端末の間に、アナログデジタル変換器A/D、離散ウェーブレットマルチトーン復調器DWT DEMOD、並列直列変換器P/S、およびパルス振幅変調シンボル復号器PAM SYMBOL DECODERのカスケード結合を含む。後者のパルス振幅変調シンボル復号器PAM SYMBOL DECODERは、その第2出力を経て、直交振幅変調シンボル解釈器QAM SYMBOL INTERPRETER、直交振幅変調シンボル分割器QAM SYMBOL DIVIDER、および高速逆フーリエ変換器INV FOURIER TRANSFORMERのカスケード結合に接続されている。高速逆フーリエ変換器INV FOURIER TRANSFORMERの出力は、離散ウェーブレットマルチトーン受信器RXに対する第2出力端子として役立つ。

【0014】通常の動作中、離散ウェーブレットマルチトーン変調器DWT MODは、多くの波形で、図1には図示していない離散ウェーブレットマルチトーン送信器TXの入力において受信した、パルス振幅変調(PAM)の符号化したデジタルデータを変調する。これらの波形の合計は、デジタルアナログ変換器D/Aによってアナログ信号に変換され、電話線CHANNELを介して、離散ウェーブレットマルチトーン受信器RXに向けて送信される。離散ウェーブレットマルチトーン受信器RXでは、受信した信号は、アナログデジタル変換器A/Dによってサンプルされ、離散ウェーブレットマルチトーン復調器DWT DEMODによって、波形が復調される。そのように発生されたパルス振幅変調符号化シンボルは、並列直列変換器P/Sによって直列化され、パルス振幅変調シンボル復号器PAM SYMBOL DECODERによって復号されて、その後出力される。

【0015】送信器TXと受信器RXとの間で、チャンネルCHANNELのチャネル特性を測定するために、M個のパルス振幅変調(PAM)符号化シンボルで変調されたM個の波形の周期信号は、離散ウェーブレットマルチトーン送信器TXと離散ウェーブレットマルチトーン受信器RXとの間で、チャンネルCHANNELを介して送信される。M個の所定パルス振幅変調(PAM)シンボルは、パルス振幅変調シンボル発生器PAM SYMBOL GENERATORによって周期的に発生され、M個の波形で、離散ウェーブレットマルチトーン変調器DWT MODによって変調される。受信器RXでは、離散ウェーブレットマルチトーン復調器DWT DEMODとパルス振幅変調シンボル複合器PAM SYMBOL DECODERが、それぞれ、正規のデータから受信した場合と全く同じように、M個の波形から受信パルス振幅変調シンボルを変調し、パルス振幅変

調シンボルを復号する。しかし、復号されたパルス振幅変調シンボルは、直交振幅変調シンボル解釈器QAM SYMBOL INTERPRETERに供給され、これは、対の形の受信PAMシンボルを組み合わせてQAMシンボルを構成する。チャンネルCHANNELの入力-出力関係を記述する式の線形セットを解くことによって、これらのQAMシンボルから、M個の周波数 $k/(M \cdot T)$ (本明細書では、Tはサンプル周期を表し、 k は $k=1, \dots, M$ の整数指標)でのチャネルの減衰とチャネルの位相を得ることができる。この式のセットは、直交振幅変調シンボル分割器QAM SYMBOL DIVIDERによって解かれる。この分割器は、受信したPAMシンボルを対の形に組み合わせることにより、直交振幅変調シンボル解釈器QAM SYMBOL INTERPRETERによって構成されたQAM信号を、パルス振幅変調シンボル発生器PAM SYMBOL GENERATORによって発生され、チャネル特徴付けモードで波形を周期的に変調した所定の送信したPAMシンボルを対の形に組み合わせることによって構成したQAMシンボルによって分割する。したがって、チャネル周波数応答FIRのM個のサンプルは、直交振幅変調シンボル分割器QAM SYMBOL DIVIDERによって計算される。時間領域チャネルインパルス応答CIRのM個のサンプルは、チャネル周波数応答FIRのM個のサンプルを逆フーリエ変換することによって獲得される。これは、離散ウェーブレットマルチトーン受信器RXにおける、高速逆フーリエ変換器INV FOURIER TRANSFORMERのタスクである。

【0016】上述したチャンネルCHANNELのチャネル特性を測定する方法は、離散ウェーブレットマルチトーン送信器TXと離散ウェーブレットマルチトーン受信器RXの間で送信したパルス振幅変調(PAM)周期信号に対し、パルス振幅変調(PAM)シンボルの各対は、信号が転送されたチャンネルの周波数 $k/(M \cdot T)$ でのチャネル応答によって回転および減衰された直交振幅変調(QAM)シンボルを形成するという洞察に基づいている。この洞察は、以下の段落で、数学的に獲得される。

【0017】図2に示すように、離散ウェーブレットマルチトーン変調器DWT MODは、長さが $N=2K$ (Kは整数値)であるM個のFIR(有限インパルス応答)フィルタ $f_p[n]$ からなる最大限にデシメート(decimate)されたフィルタバンクの合成部分によって作成されることになる。結局、Mは偶数に限定される。受信器RXでは、離散ウェーブレットマルチトーン変調器DWT DEMODは、フィルタが合成フィルタの逆バージョン $h_p[n] = f_p[N-n-1]$ である、フィルタバンクの分析部分によって形成される。M個のサンプルである、M個のパルス振幅変調(P

AM) シンボル l_p ($p=0, \dots, M-1$ の整数値) のセットは、波形 f_p で変調されている。したがって、連続的な送信時間領域信号は、次のように表すこと

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{p=0}^{M-1} l_p^n \cdot f_p[n-mM] \cdot p(t-nT) \quad (1)$$

【0018】 本明細書では、次の表記を使用する。

【0019】 T はサンプリング周期

M は波形番号

$p(t)$ は補間パルス

$f_p[n]$ は p 番目の波形の合成フィルタ

n, m , および p は整数指標

図2に示すように、信号 $s(t)$ は、インパルス応答 c

(t) と、受信器の入力において追加された雑音 n

(t) とによってモデルされることになるチャネル CHANNEL を介して送信される。したがって、復調器 DEMOD の入力での信号は、次のように与えられる。

【数2】

$$\begin{aligned} r(t) &= s(t) \otimes c(t) + n(t) \\ &= \sum_{p=0}^{M-1} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} l_p^n \cdot f_p[n-mM] \cdot c(t-IT) + n(t) \\ &= \sum_{p=0}^{M-1} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} l_p^n \cdot g_{p,eq}(t-mMT) + n(t) \end{aligned} \quad (2)$$

【0020】 本明細書では、次の表記を使用する。

【0021】

【数3】

⊗

はコンボリューション

I は整数指標

$c(t)$ はチャネルインパルス応答

$g_{p,eq}(t)$ は次のように定義された複合チャネル

【数4】

$$g_{p,eq}(t) = \sum_{l=0}^{2KM-1} f_p[l] \cdot c(t-lT) \quad (3)$$

【0022】 送信側で発生されたシンボル、すなわち各波形で変調された PAM シンボルは、時間的に不変であり、したがって、全ての m に対し $l_p^n = l_p$ である。さらに、関数 $c^{fold}(t)$ は、周期が MT で、チャ

ネル $c(t)$ のフォールドバージョンであり、次のように定義することができる。

【数5】

$$c^{fold}(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} c(t-mMT) \quad (4)$$

【0023】 複合チャネルのフォールドバージョンは、次のように定義することができる。

【数6】

$$\begin{aligned} g_{p,eq}^{fold}(t) &= \sum_{m=-\infty}^{+\infty} g_{p,eq}(t-mMT) \\ &= \sum_{l=0}^{2KM-1} f_p[l] \cdot c^{fold}(t-lT) \end{aligned} \quad (5)$$

【0024】 定義 (4) と (5) により、復調器 DWM T DEMOD の入力での信号は、次のように与えられ

る。

【数7】

$$r(t) = \sum_{p=0}^{M-1} l_p \cdot g_{p,eq}^{fold}(t) + n(t) \quad (6)$$

【0025】 信号 $r(t)$ は、周波数 $1/T$ で同期的にサンプルされ、分析フィルタバンクによってデジタル方式でフィルタリングされる。したがって、 q 番目の分析

フィルタの出力での信号は、次のように与えられる。

【数8】

$$x_q[n] = r(n'T) \otimes h_q[n'] + n(n'T) \otimes h_q[n'] + \eta_q[n] \\ = \sum_{p=0}^{M-1} l_p \cdot g_{p,q}^{per}(n'T) \otimes h_q[n'] + \eta_q[n] \quad (7)$$

【0026】本明細書では、 $\eta_q[n]$ は、フィルタ h_q によってサンプリングされフィルタリングされた雑音 $n(t)$ に対応する、ゼロ平均を有するランダム変数である。その周期性のために、 $g_{p,q}^{per}(n'T)$

$T)$ は、 M 点の離散フーリエ変換によって展開することができ、次式を得る。

【数9】

$$x_q[n] = \frac{1}{M} \cdot \sum_{p=0}^{M-1} l_p \sum_{k=0}^{M-1} G_{p,q}^{per}[k] \cdot e^{2\pi j \frac{kn'}{M}} \otimes h_q[n'] \quad (8)$$

【0027】次式で、 $H_{q,k}$ は、
【数10】

で取り入れたフィルタ $h_q[n']$ の z 変換であり、

【0028】

【数11】

$$z = e^{2\pi j \frac{k}{M}} \\ e^{2\pi j \frac{kn'}{M}} \otimes h_q[n'] = H_{q,k} \cdot e^{2\pi j \frac{kn'}{M}} \quad (9)$$

(9) の等号関係を使用することによって、式(8)を次のように書き直すことができる。

【数12】

$$x_q[n] = \frac{1}{M} \cdot \sum_{p=0}^{M-1} l_p \sum_{k=0}^{M-1} G_{p,q}^{per}[k] \cdot H_{q,k} \cdot e^{-2\pi j \frac{kn}{M}} + \eta_q[n] \quad (10)$$

【0029】 $G_{p,q}^{per}[k]$ は、次式を考慮することによって、計算することができる。

【数13】

$$g_{p,q}^{per}(nT) = \sum_{i=0}^{2K-1} \sum_{l=0}^{(i+1)M-1} f_p[l] \cdot c^{fold}(nT - lT) \\ = \text{IDFT} \left(\sum_{i=0}^{2K-1} \text{DFT}_i(f_p) \cdot \text{DFT}(c^{fold}) \right) [n] \quad (11)$$

【0030】本明細書では、 DFT は離散フーリエ変換演算子を表し、 DFT_i は、指標が iM から $(i+1)M-1$ で、サンプルのブロックで取り入れられた離散フーリエ変換である。式(11)の離散フーリエ変換を取

り入れることによって、係数 $G_{p,q}^{per}[k]$ が次のように得られる。

【数14】

$$G_{p,q}^{per}[k] = \text{DFT}(c^{fold})[k] \cdot \left(\sum_{i=0}^{2K-1} \text{DFT}_i(f_p)[k] \right) \quad (12)$$

【0031】式
【数15】

$$\sum_{i=0}^{2K-1} \text{DFT}_i(f_p)[k] = F_p \left(e^{2\pi j \frac{k}{M}} \right)$$

で、 $F_p(z)$ は $f_p[n]$ の z 変換であることに留意することによって、 C_k が $C_k = \text{DFT}(c^{fold})[k]$ と定義されている C_k の関数としての復調器の出力は、次のように与えられる。

【数16】

$$x_q[n] = \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} \left(\sum_{p=0}^{M-1} l_p \cdot F_{p,k} \right) \cdot H_{q,k} \cdot e^{2\pi j \frac{kn}{M}} \cdot C_k + \eta_q[n] \quad (13)$$

【0032】本明細書で、表記 $F_{p,k}$ は、 $H_{p,k}$ と同様の意味で使用されている。

バンクの q 番目のブランチの m 番目の出力は、式(14)によって与えられる。

【数17】

【0033】分析フィルタバンクの出力は、時点 $mM-1$ でダウンサンプルされる。したがって、分析フィルタ

$$\begin{aligned}
X_q^m &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \left(\sum_{p=0}^{M-1} l_p \cdot F_{pk} \cdot H_{qk} \cdot e^{-j2\pi \frac{k}{M}} \right) \cdot C_k + r_q^m \\
&= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \left(\sum_{p=0}^{M-1} l_p \cdot F_{pk} \cdot F_{qk}^* \right) \cdot C_k + r_q^m \\
&= \frac{1}{M} \sum_{p=0}^{M-1} l_p \cdot \left[2 \cdot \Re \left(\sum_{k=0}^{M-1} F_{pk} \cdot F_{qk}^* \cdot C_k \right) + F_{p0} \cdot F_{q0} \cdot C_0 + F_{p\frac{M}{2}} \cdot F_{q\frac{M}{2}} \cdot C_{\frac{M}{2}} \right] + r_q^m
\end{aligned}$$

(14)

【0034】式(14)の導出は、分析フィルタバンクの時間を反転した特性により行われる。 X_q^m の期待値をとることによって、雑音の項は消え、分析フィルタバ

ンクのq番目のブランチの出力での平均値は、次式のようになる。

【数18】

$$X_q = E[X_q^m]$$

$$= \frac{1}{M} \sum_{p=0}^{M-1} l_p \cdot \left[2 \cdot \Re \left(\sum_{k=0}^{M-1} F_{pk} \cdot F_{qk}^* \cdot C_k \right) + F_{p0} \cdot F_{q0} \cdot C_0 + F_{p\frac{M}{2}} \cdot F_{q\frac{M}{2}} \cdot C_{\frac{M}{2}} \right]$$

(15)

【0035】実列ベクトルを定義することによって、
【数19】

$$X = [X_0 \ X_1 \ \dots \ X_M]^T \quad \text{および}$$

$$C = \left[C_0 \ \Re(C_1) \ \Im(C_1) \ \Re(C_2) \ \dots \ C_{\frac{M}{2}} \right]^T$$

【0036】式(15)のM個の方程式のセットは、次のように行列形式で書き直すことができる。

$$R_{ij} = \begin{cases} b_i \cdot F_{i,0}, & j=0 \\ 2\Re(b_i \cdot F_{i,l}^*), & j=2l-1, l=1, \dots, \frac{M}{2}-1 \\ -2\Im(b_i \cdot F_{i,l}^*), & j=2l, l=1, \dots, \frac{M}{2}-1 \\ b_{\frac{M}{2}} \cdot F_{\frac{M}{2},\frac{M}{2}}, & j=M-1 \end{cases}$$

(17)

【0038】本明細書では、
【数23】

$$b_k = \frac{1}{M} \sum_{p=0}^{M-1} l_p \cdot F_{p,k} \quad (18)$$

である。

【0039】したがって、
【数24】

\Re

が可逆であり、送信シンボル l_p が一定で知られている場合、 $c^{f \circ 1 d} [n]$ は、合成フィルタバンク f_p と送信シンボル l_p によって

【数25】

【数20】

$$X = \Re \cdot C \quad (16)$$

【0037】本明細書では、
【数21】

\Re

は次元Mの正方行列であり、次のように定義される。

【数22】

\Re

行列を構築し、実ベクトルCを計算するために

【数26】

\Re

行列を逆行列にし、関係 $C_{M-k} = C_k^*$ を用いて複素数値 C_k ($k=1, \dots, M-1$) を発生し、M個の実数値 $c^{f \circ 1 d} [n]$ を計算するためにM個の値 C_k のIDFTをとることによって、受信器RXで計算することができる。フォールドチャネルは、チャネルのサンプリングしたインパルス応答がM個のサンプルより短い場合、実チャネルの良い近似となる。

【0040】一般に、反転するシステムは、ベクトルCのM個が未知である、M個の式の線形システムである。

このシステムは、低域通過プロトタイプが、停止帯の減衰を最大にすることによって最適化されている場合、余弦変調フィルタバンク用に簡単にすることができる。実際、トランスマルチプレクサの特性は、合成および分析フィルタバンクに強く依存する。一般に余弦変調フィルタバンクが選択されるが、これは、高速変換で実施することができ、良好なスペクトルの閉じ込めが可能だからである。各合成フィルタ $f_k[n]$ は、実低域通過プロトタイプの変調 $h[n]$ によって、次のようになる。

【数27】

$$f_k[n] = h[n] \sqrt{\frac{2}{M}} \cdot \cos \omega_k (n + \theta_k) \quad (19)$$

【0041】周波数は、

【数28】

$$F_k(z) = \sqrt{\frac{1}{2M}} \cdot (e^{-j\theta_k} \cdot H(z e^{j\omega_k}) + e^{-j\theta_k} \cdot H(z e^{-j\omega_k})) \quad (21)$$

$$H_k(z) = F_k(z^{-1}) \cdot z^{-(N-1)} \\ = \sqrt{\frac{1}{2M}} \cdot (e^{-j\theta_k} \cdot H(z^{-1} e^{j\omega_k}) + e^{j\theta_k} \cdot H(z^{-1} e^{-j\omega_k})) \cdot z^{-(N-1)} \quad (22)$$

【0043】本明細書では、

【数30】

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h[n] \cdot z^{-n}$$

$$H^2(e^{j\theta}) = |H(e^{j\theta})|^2 \cdot e^{-j(N-1)\theta} \quad (23)$$

【0045】上式で θ は実数角である。

【0046】遮断周波数 $\pi/2M$ より大きいエネルギーとして定義されている、実低域通過プロトタイプ $h[n]$ は、その停止帯減衰を最大にすることによって最

$$|H(e^{j\theta})|^2 \ll \left| H\left(e^{j\frac{\pi}{2M}}\right) \right|^2, \left(|\theta \bmod 2\pi| > \frac{\pi}{M} \text{ なら} \right) \quad (24)$$

【0047】 $F_{p,k}$ の小さい項を無視し、低域通過プロトタイプの特性(23)を考慮することによって、式

$$X_0 = \frac{1}{M} \cdot I_0 \cdot F_0^2(1) \cdot C_0$$

$$X_{M-1} = \frac{1}{M} \cdot I_{M-1} \cdot F_{M-1}^2(-1) \cdot C_{\frac{M}{2}}$$

$$X_{2k-1} = \frac{1}{M^2} \left| H\left(e^{j\frac{\pi}{2M}}\right) \right|^2 \cdot \Re \left[\left(I_{2k-1} + I_{2k} \cdot e^{j\left(\theta_{2k} - \theta_{2k-1} + \frac{(N-1)\pi}{2M}\right)} \right) \cdot C_k \right]$$

$$X_{2k} = \frac{1}{M^2} \left| H\left(e^{j\frac{\pi}{2M}}\right) \right|^2 \cdot \Re \left[\left(I_{2k-1} \cdot e^{-j\left(\theta_{2k} - \theta_{2k-1} - \frac{(N-1)\pi}{2M}\right)} + I_{2k} \right) \cdot C_k \right]$$

(25)

$$\omega_k = \left(k + \frac{1}{2} \right) \frac{\pi}{M} \quad (20)$$

である。

【0042】本明細書では、 θ_k は、フィルタバンクの選択に依存する位相のセットである。低域通過プロトタイプは、 $N=2KM$ のサンプルの長さを有し、 K は整数値でオーバーラップファクタと呼ばれ、また対称的なので、 $h[n] = h[N-n-1]$ である。さらにプロトタイプと位相に制約を課すことによって、完全再構築特性を有するフィルタバンクを設計することが可能である。結局、分析および合成フィルタのスペクトル特性は有用となる。 z 変換を得ることができ、次のように与えられる。

【数29】

は、プロトタイプの z 変換を表す。

【0044】低域通過プロトタイプは対称的で実なので、その z 変換は、単一円周上で次の特性を有する。

【数31】

適化されているという仮定は、数学的に次式のように表すことができる。

【数32】

(15) を次のように書き直すことができる。

【数33】

余弦変調フィルタに対し、

【数34】

$$\theta_{2k} - \theta_{2k-1} + \frac{(N-1)\pi}{2M} = -\frac{\pi}{2}, (k=1, \dots, \frac{M}{2}-1)$$

である。送信した直交振幅変調 (QAM) シンボルが $Z_k = 1_{2k-1} - j 1_{2k}$ と定義され、受信直交振幅変

$$\begin{aligned} X_0 &= \frac{1}{M} \cdot I_0 \cdot F_0^2(1) \cdot C_0 \\ X_{M-1} &= \frac{1}{M} \cdot I_{M-1} \cdot F_{M-1}^2(-1) \cdot C_{\frac{M}{2}} \\ Q_k &= \frac{1}{M^2} \left| H \left(e^{j \frac{\pi}{2M}} \right) \right|^2 \cdot Z_k \cdot C_k, (k=1, \dots, \frac{M}{2}-1) \end{aligned} \quad (26)$$

【0048】式(26)のこの最後のセットは、周期信号に対し、波形 $(2k-1, 2k)$ ($k=1, \dots, M/2-1$) の各対が、直交振幅変調 (QAM) シンボルを形成し、これは、周波数 k/MT でのチャネル周波数応答によって回転および減衰され、低域通過プロタイプに依存するファクタによってスケールされることを示している。

【0049】フィルタバンクのこの特性は、周波数領域において容易に理解することができる。サンプリングした送信信号の周期性は、周期が $2\pi k/M$ に等しいディラックコム (Dirac comb) までそのスペクトルを低減する。仮定(24)によって表されている合成および分析フィルタのスペクトル選択性は、送信信号の周波数 $2\pi k/M$ の構成要素は、主に合成フィルタ f_{2k-1} と f_{2k} によるものであり、主に分析フィルタ h_{2k-1} および h_{2k} と干渉することを保証した。これは、シンボル Z_k と Q_k が、式(26)で関係付けられている理由を説明する。したがって、式(26)は、時間的に不変な信号がチャネルを介して送信され、受信側で分析される場合、フォールドチャネルインパルス応答 $c_{fold}[n]$ ($n=0, \dots, M-1$) を測定する、直線的な方法を与える。まず、復調器 DWT DEMOD の出力は組み合わせられて、直交振幅変調 (QAM) シンボル Q_k を形成する。次いで、これらの受信した QAM シンボルは、送信したシンボルによって分割され、直交振幅変調 (QAM) シンボルと見なされ、一定のファクタによってスケールされて推定 C_k ($k=1, \dots, M/2-1$) を与える。DC およびナイキスト構成要素は、式(26)の初めの2式によって計算される。最後に、M点の逆フーリエ変換をチャネル伝送関数に対して実施して、フォールドチャネルインパルス応答を得る。

【0050】上記では、ADSL (非同期デジタル加入

調 (QAM) シンボルが、式 $Q_k = X_{2k-1} - j X_{2k}$, $k=1, \dots, M/2-1$ と定義される場合、式(25)は、次のように、簡潔な形に書き直すことができる。

【数35】

者線)、SDSL (同期デジタル加入者線) システム、HDSL (高速デジタル加入者線) システム、VDSL (超高速デジタル加入者線) システムなど、ツイストペア電話線を介する送信で使用される DSL (デジタル加入者線) 技術について説明したが、当業者なら、フィルタバンクに基づくマルチ搬送波のラインコードを使用して、それを介してデータを送信する場合、本発明は、ケーブルベースまたはファイバベースの通信システムなどで適用することもできることを理解するであろう。

【0051】さらに、本発明の実施形態は、上記で、むしろ機能ブロックの観点で説明していることに留意されたい。これらのブロックの機能的な説明から、電子装置を設計する当業者には、これらのブロックの実施形態をよく知られている電子構成要素で作成することができる方法が明らかであろう。したがって、機能ブロックのコンテンツの詳細な構成は示していない。

【0052】以上、本発明の原理について、特定の装置に関連して説明したが、この説明は、例として行ったものにすぎず、本発明の範囲を限定するものではないことを明確に理解されたい。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による離散ウェーブレットマルチトーン送信器 TX の実施形態の機能ブロックの図と、本発明による離散ウェーブレットマルチトーン受信器 RX の実施形態の機能ブロックの図である。

【図2】図1に示した本発明の実施形態の離散ウェーブレットマルチトーン変調器 DWT MOD と離散ウェーブレットマルチトーン復調器 DWT DEMOD でそれぞれ使用される、最大にデシメートされたフィルタバンクの合成部分と分析部分の図である。

【符号の説明】

RX 離散ウェーブレットマルチトーン受信器

TX 離散ウェーブレットマルチトーン送信器

【図1】

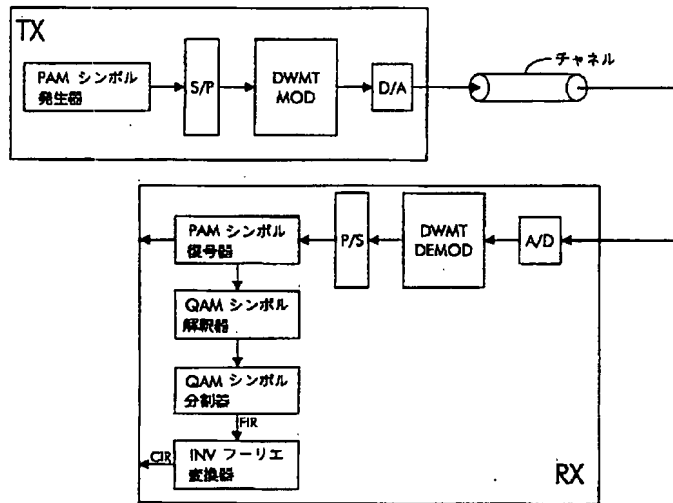


Fig. 1

【図2】

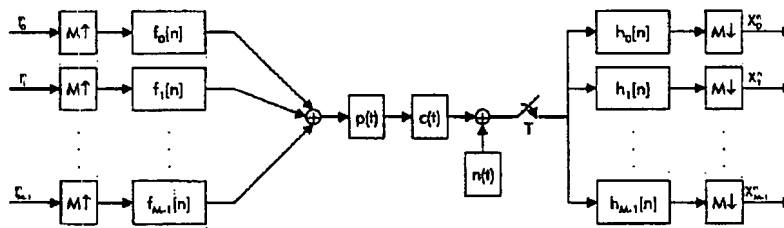


Fig. 2

【 外 国 語 明 細 書 】

1. Title of Invention
METHOD TO DETERMINE A CHANNEL CHARACTERISTIC, AND DISCRETE
WAVELET TRANSMITTER AND RECEIVER TO PERFORM THE METHOD

2. Claims

1. Method to determine samples of an estimated channel characteristic of a channel (CHANNEL) between a transmitter (TX) and a receiver (RX),

CHARACTERIZED IN THAT said method comprises the steps of:

a. generating a predetermined periodic signal of transmit pulse amplitude modulated symbols;

b. modulating waveforms with said transmit pulse amplitude modulated symbols in a cosine modulated filter bank (DWT MOD) in said transmitter (TX);

c. transferring said waveforms from said transmitter (TX) to said receiver (RX) over said channel (CHANNEL);

d. demodulating received pulse amplitude modulated symbols from said waveforms in a cosine modulated filter bank (DWT DEMOD) in said receiver (RX);

e. combining pairs of said received pulse amplitude modulated symbols to form received quadrature amplitude modulated symbols; and

f. dividing said received quadrature amplitude modulated symbols by said transmit pulse amplitude modulated symbols considered pairwise as transmit quadrature amplitude modulated symbols to thereby generate said samples of said estimated channel characteristic.

2. Method to determine samples of an estimated channel characteristic according to claim 1,

CHARACTERIZED IN THAT said method further comprises the step of:

g. inverse Fourier transforming said samples of said estimated channel characteristic.

3. Discrete wavelet multi tone transmitter (TX) comprising a cosine modulated filter bank (DWT MOD) adapted to modulated waveforms with transmit pulse amplitude modulated symbols,

CHARACTERIZED IN THAT said discrete wavelet multi tone transmitter (TX) further comprises a pulse amplitude modulated symbol generator (PAM SYMBOL GENERATOR) where to said cosine modulated filter bank (DWT MOD) is cascade coupled, said pulse amplitude modulated symbol generator (PAM SYMBOL GENERATOR) being adapted to generate a predetermined periodic signal of transmit pulse amplitude modulated symbols and to apply said transmit pulse amplitude modulated symbols to said cosine modulated filter bank (DWT MOD).

4. Discrete wavelet multi tone receiver (RX) comprising a cosine modulated filter bank (DWT DEMOD) adapted to demodulate received pulse amplitude modulated symbols from waveforms,

CHARACTERIZED IN THAT said discrete wavelet multi tone receiver (RX) further comprises means to combine pairs of said received pulse amplitude modulated symbols to form received quadrature amplitude modulated symbols and means to divide said received quadrature amplitude modulated symbols by transmit pulse amplitude modulated symbols considered pairwise as transmit quadrature amplitude modulated symbols to thereby generate samples of an estimated channel characteristic of a channel (CHANNEL) between a transmitter (TX) and said discrete wavelet multi tone receiver (RX) whereover said transmit pulse amplitude modulated symbols are transferred.

5. Discrete wavelet multi tone receiver (RX) according to claim 4,
CHARACTERIZED IN THAT said discrete wavelet multi tone receiver (RX) further comprises an inverse Fourier transformer, adapted to inverse Fourier transform said samples of said estimated channel characteristic.

3. Detailed Description of Invention

The present invention relates to a method to determine samples of an estimated channel characteristic as defined in the non-characteristic part of claim 1, a discrete wavelet multi tone transmitter as defined in the non-characteristic part of claim 3, and a discrete wavelet multi tone receiver as defined in the non-characteristic part of claim 4, both equipped to perform steps of this method.

An overview of techniques to test or qualify digital subscriber lines is given in the article 'DSL Loop Test' from the authors Eric Hedlund and Tom Cullinan. This article was published on pages 48-52 of the August 24, 1998 issue of the magazine 'Telephony', and emphasises the importance of testing loops before xDSL (any Digital Subscriber Line) services are provided there over. Through loop testing line imperfections such as load coils or bridged taps can be localised, and noise such as near-end crosstalk or far-end crosstalk can be measured. Moreover, knowledge of the channel impulse response facilitates synchronisation between the central office and customer premises equipment and setting the taps of an adaptive equaliser (equalising the channel characteristic so that the length of the cyclic prefixes or suffixes added to data symbols to avoid inter-symbol interference remains acceptable) in the receiver.

The known channel analysis techniques require separate test instruments. In the above mentioned article 'DSL Loop Test' a distinction is made between single-ended channel testing that requires test equipment only at the central office, and double-ended channel testing that requires test equipment at both ends, i.e. at the customer premises as well as at the central office. Double-ended testing requires dispatching of a technician, which is an extra expense that is difficult to justify. Amongst the known loop qualification techniques, single-ended testing with test equipment only at the central office and without involvement of on-site technicians, is most cost-effective.

An object of the present invention is to provide a method to determine the channel characteristic of a loop which does not require substantial additional hardware, i.e. which does not require separate test equipment at the central office or at the customer premises, and which also does not require the presence of technicians at the customer premises site or the central office site.

According to the present invention, this object is realised by the method to determine samples of an estimated channel characteristic as defined by claim 1, the discrete wavelet multi tone transmitter as defined by claim 3, and the discrete wavelet multi tone receiver defined by claim 4.

Indeed, the insight that for a periodic pulse amplitude modulated (PAM) signal, transmitted between a discrete wavelet multi tone (DWMT) transmitter and a discrete wavelet multi tone (DWMT) receiver, each pair of pulse amplitude modulated (PAM) symbols constitutes a quadrature amplitude modulated (QAM) symbol that is rotated and attenuated by the channel impulse response of the channel over which the signal is transferred, provides an automated way for estimating the channel impulse response that does not require substantial additional hardware at the central office or customer premises site of a DWMT system. At the transmitter's side, a pulse amplitude modulation (PAM) symbol generator able to generate a predetermined periodic signal is required and at the receiver's side received pulse amplitude modulated (PAM) symbols have to be combined pairwise and have to be divided by the pairwise combined predetermined transmitted pulse amplitude modulated (PAM) symbols, which are tasks that can be performed by the digital signal processing (DSP) functionality typically available in DWMT receivers.

It is noticed that the use of discrete wavelet multi tone DWMT transmitters and receivers for high speed digital data transfer over copper lines is described in detail in the article 'Discrete Wavelet Multitone for Copper Line Transmission' from the authors O. van de Wiel, L. Vandendorpe and M. Peeters. This article has been published in the Proceedings of the 'Wavelet Analysis: A New Tool in Signal and Image Processing' - Symposium, organised by IEEE Benelux Signal Processing

Chapter on December 11, 1996 in Antwerp, but does not suggest to use the DWMT transmitter and receiver capabilities to determine the channel impulse response of the copper line. Also the article 'Wavelet Analysis' authored by Andrew Bruce, David Donoho and Hong-Ye Gao, and published in the October 1996 issue of the magazine 'IEEE Spectrum' that mentions several applications of wavelets including compression, speeding matrix computation, and noise removal in signals and images, does not teach to use wavelet technology in combination with a particular treatment of a periodic pre-determined pulse amplitude modulated (PAM) signal to estimate the channel impulse response of a loop over which the pulse amplitude modulated (PAM) symbols are transferred.

It is to be noticed that the term 'comprising', used in the claims, should not be interpreted as being limitative to the means listed thereafter. Thus, the scope of the expression 'a device comprising means A and B' should not be limited to devices consisting only of components A and B. It means that with respect to the present invention, the only relevant components of the device are A and B.

Similarly, it is to be noticed that the term 'coupled', also used in the claims, should not be interpreted as being limitative to direct connections only. Thus, the scope of the expression 'a device A coupled to a device B' should not be limited to devices or systems wherein an output of device A is directly connected to an input of device B. It means that there exists a path between an output of A and an input of B which may be a path including other devices or means.

An additional, optional feature of the method to determine an estimated channel characteristic according to the present invention is defined by claim 2 and claim 5.

In this way, by inverse Fourier transforming the samples of the estimated channel characteristic, a time domain representation of the channel characteristic is obtained.

The above mentioned and other objects and features of the invention will become more apparent and the invention itself will be best understood by

referring to the following description of an embodiment taken in conjunction with the accompanying drawings.

The discrete wavelet multi tone transmitter TX of Fig. 1 contains the cascade coupling of a pulse amplitude modulation symbol generator PAM SYMBOL GENERATOR, a serial to parallel converter S/P, a discrete wavelet multi tone modulator DWMT MOD, and a digital to analogue converter D/A whose output is coupled to a copper telephone line CHANNEL between the discrete wavelet multi tone transmitter TX and the discrete wavelet multi tone receiver RX. This discrete wavelet multi tone receiver RX contains between an input terminal whereto the copper telephone line CHANNEL is connected and a data output terminal the cascade coupling of an analogue to digital converter A/D, a discrete wavelet multi tone demodulator DWMT DEMOD, a parallel to serial converter P/S and a pulse amplitude modulation symbol decoder PAM SYMBOL DECODER. The latter pulse amplitude modulation symbol decoder PAM SYMBOL DECODER via a second output thereof is connected to the cascade coupling of a quadrature amplitude modulated symbol interpreter QAM SYMBOL INTERPRETER, a quadrature amplitude modulated symbol divider QAM SYMBOL DIVIDER, and an inverse fast Fourier transformer INV FOURIER TRANSFORMER. An output of the inverse fast Fourier transformer INV FOURIER TRANSFORMER serves as second output terminal for the discrete wavelet multi tone receiver RX.

During normal operation, the discrete wavelet multi tone modulator DWMT MOD modulates pulse amplitude modulation (PAM) encoded digital

data, received at an input of the discrete wavelet multi tone transmitter TX not drawn in Fig. 1, on a number of waveforms. The sum of these waveforms is converted into an analogue signal by the digital to analogue converter D/A and transmitted over the telephone line CHANNEL towards the discrete wavelet multi tone receiver RX. In the discrete wavelet multi tone receiver RX, the received signal is sampled by the analogue to digital converter A/D and the waveforms are demodulated by the discrete wavelet multi tone demodulator DWMT DEMOD. The so generated pulse amplitude modulation (PAM) encoded symbols are serialised by the parallel to serial converter P/S and are decoded by the pulse amplitude modulation symbol decoder PAM SYMBOL DECODER before they are outputted.

To measure the channel characteristic of the channel CHANNEL between transmitter TX and receiver RX, a periodic signal of M waveforms modulated with M pulse amplitude modulation (PAM) encoded symbols is transmitted over the channel CHANNEL between the discrete wavelet multi tone transmitter TX and the discrete wavelet multi tone receiver RX. The M predetermined pulse amplitude modulation (PAM) symbols are generated periodically by the pulse amplitude modulation symbol generator PAM SYMBOL GENERATOR, and are modulated on the M waveforms by the discrete wavelet multi tone modulator DWMT MOD. In the receiver RX, the discrete wavelet multi tone demodulator DWMT DEMOD and the pulse amplitude modulation symbol decoder PAM SYMBOL DECODER respectively demodulate the received pulse amplitude modulation symbols from the M waveforms and decode the pulse amplitude modulation symbols, just like they received normal data. The decoded pulse amplitude modulation symbols however are supplied to the quadrature amplitude modulation symbol interpreter QAM SYMBOL INTERPRETER that combines the received PAM symbols pairwise to constitute QAM symbols. From these QAM symbols, the channel attenuation and channel phase at the M frequencies $\frac{k}{M.T}$ (herein T represents the sample periods and k is an integer index whereby $k = 1 \dots M$) can be derived by solving a linear

set of equations describing the input-output relation of the channel CHANNEL. This set of equations is solved by the quadrature amplitude modulation symbol divider QAM SYMBOL DIVIDER that divides the QAM symbols constituted by the quadrature amplitude modulation symbol interpreter QAM SYMBOL INTERPRETER through pairwise combining the received PAM symbols by QAM symbols constituted by pairwise combining the predetermined transmitted PAM symbols that were generated by the pulse amplitude modulation symbol generator PAM SYMBOL GENERATOR and that are periodically modulated on the waveforms in the channel characterisation mode. M samples of the channel frequency response FIR are thus calculated by the quadrature amplitude modulation symbol divider QAM SYMBOL DIVIDER. M samples of the time domain channel impulse response CIR are obtained by inverse Fourier transforming the M samples of the channel frequency response FIR. This is the task of the inverse fast Fourier transformer INV FOURIER TRANSFORMER in the discrete wavelet multi tone receiver RX.

The above described way of measuring the channel characteristic of a channel CHANNEL is based on the insight that for a periodic pulse amplitude modulated (PAM) signal transmitted between a discrete wavelet multi tone transmitter TX and a discrete wavelet multi tone receiver RX, each pair of pulse amplitude modulated (PAM) symbols forms a quadrature amplitude modulation (QAM) symbol that is rotated and attenuated by the channel response at frequency $\frac{k}{M.T}$ of the channel over which the signal is transferred. This insight is derived mathematically in the following paragraphs.

As depicted in Fig. 2, the discrete wavelet multi tone modulator DWMT MOD is supposed to be made by the synthesis part of a maximally decimated filter bank composed of M FIR (Finite Impulse Response) filters $f_p[n]$ of length $N=2KM$, K being an integer value. In the sequel, M is restricted to be even. In the receiver RX, the discrete wavelet multi tone demodulator DWMT DEMOD is formed by the analysis part of a filter bank whose filters are the time reversed

versions of the synthesis ones: $h_p[n] = f_p[N - n - 1]$. Every M samples a set of M pulse amplitude modulation (PAM) symbols I_p^m , p being an integer values with values $p = 0 \dots M-1$, is modulated on the waveforms f_p . Hence, the continuous transmit time domain signal can be written as:

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{p=0}^{M-1} I_p^m \cdot f_p[n - mM] p(t - nT) \quad (1)$$

Herein: T represents the sampling period;
 M represents the number of waveforms;
 $p(t)$ represents the interpolation pulse;
 $f_p[n]$ represents the synthesis filter of the p -th waveform; and
 n, m and p are integer indices.

The signal $s(t)$ is transmitted over the channel CHANNEL that will be modelled by an impulse response $c(t)$ and noise $n(t)$ added at the receiver input as shown in Fig. 2. The signal at the input of the demodulator DWT DEMOD hence is given by:

$$\begin{aligned} r(t) &= s(t) \otimes c(t) + n(t) \\ &= \sum_{p=0}^{M-1} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} I_p^m \cdot f_p[l - mM] c(t - lT) + n(t) \\ &= \sum_{p=0}^{M-1} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} I_p^m \cdot g_{p,eq}(t - mMT) + n(t) \end{aligned} \quad (2)$$

Herein: \otimes represents the convolution;
 l is an integer index;
 $c(t)$ represents the channel impulse response; and
 $g_{p,eq}(t)$ represents the composite channel, defined as:

$$g_{p,eq}(t) = \sum_{l=0}^{2KM-1} f_p[l] c(t - lT) \quad (3)$$

The symbols generated at the transmit side, i.e. the PAM symbols modulated on each waveform, are time invariant, so $I_p^m = I_p$ for all m . Moreover, a function

$c^{\text{fold}}(t)$ can be defined, that is the folded version of the channel $c(t)$ with a period MT :

$$c^{\text{fold}}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} c(t - mMT) \quad (4)$$

and a folded version of the composite channel can be defined as follows:

$$\begin{aligned} g_{p,eq}^{\text{per}}(t) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} g_{p,eq}(t - mMT) \\ &= \sum_{l=0}^{2KM-1} f_p[l] c^{\text{fold}}(t - lT) \end{aligned} \quad (5)$$

With the definitions (4) and (5), the signal at the input of the demodulator DWMT DEMOD is given by:

$$r(t) = \sum_{p=0}^{M-1} I_p \cdot g_{p,eq}^{\text{per}}(t) + n(t) \quad (6)$$

The signal $r(t)$ is synchronously sampled at a frequency $\frac{1}{T}$ and digitally filtered by the analysis filter bank. The signal at the output of the q -th analysis filter then is given by:

$$\begin{aligned} x_q[n] &= r(n'T) \otimes h_q[n'] + n(n'T) \otimes h_q[n'] + \eta_q[n] \\ &= \sum_{p=0}^{M-1} I_p \cdot g_{p,eq}^{\text{per}}(n'T) \otimes h_q[n'] + \eta_q[n] \end{aligned} \quad (7)$$

Herein: $\eta_q[n]$ represents a random variable with zero mean corresponding to the noise $n(t)$ sampled and filtered by the filter h_q . Because of its periodicity, $g_{p,eq}^{\text{per}}(n'T)$ can be developed by an M points discrete Fourier Transform, which leads to:

$$x_q[n] = \frac{1}{M} \cdot \sum_{p=0}^{M-1} I_p \sum_{k=0}^{M-1} G_{p,eq}^{\text{per}}[k] e^{2\pi j \frac{kn'}{M}} \otimes h_q[n'] \quad (8)$$

By using the equality in (9),

$$e^{2\pi j \frac{kn'}{M}} \otimes h_q[n'] = H_{q,k} \cdot e^{2\pi j \frac{kn}{M}} \quad (9)$$

wherein $H_{q,k}$ is the z-transform of the filter $h_q[n]$ taken at $z = e^{2\pi j \frac{k}{M}}$, equation (8)

can be reformulated as:

$$x_q[n] = \frac{1}{M} \cdot \sum_{p=0}^{M-1} l_p \sum_{k=0}^{M-1} G_{p,q}^{per}[k] H_{q,k} \cdot e^{-2\pi j \frac{kn}{M}} + \eta_q[n] \quad (10)$$

$G_{p,q}^{per}[k]$ can be calculated by noticing that:

$$\begin{aligned} g_{p,q}^{per}(nT) &= \sum_{i=0}^{2K-1} \left(\sum_{l=iM}^{(i+1)M-1} f_p[l] \right) c^{fold}(nT - lT) \\ &= \text{IDFT} \left(\sum_{i=0}^{2K-1} \text{DFT}_i(f_p) \text{DFT}(c^{fold}) \right)[n] \end{aligned} \quad (11)$$

Herein, DFT represents the Discrete Fourier Transform operator, and DFT_i is a Discrete Fourier Transform taken on the block of samples with index iM till $(i+1)M-1$. By taking the Discrete Fourier Transform of equation (11) the coefficients $G_{p,q}^{per}[k]$ are obtained:

$$G_{p,q}^{per}[k] = \text{DFT}(c^{fold})[k] \left(\sum_{i=0}^{2K-1} \text{DFT}_i(f_p)[k] \right) \quad (12)$$

By noticing that $\sum_{i=0}^{2K-1} \text{DFT}_i(f_p)[k] = F_p \left(e^{2\pi j \frac{k}{M}} \right)$ with $F_p(z)$ being the z-transform of $f_p[n]$, the outputs of the demodulator as a function of C_k , whereby C_k is defined as $C_k = \text{DFT}(c^{fold})[k]$, are given by:

$$x_q[n] = \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} \left[\left(\sum_{p=0}^{M-1} l_p \cdot F_{p,k} \right) \cdot H_{q,k} \cdot e^{2\pi j \frac{kn}{M}} \right] \cdot C_k + \eta_q[n] \quad (13)$$

Herein, the notation $F_{p,k}$ is used with a meaning similar to $H_{p,k}$.

The outputs of the analysis filter banks are downsampled at the instant $mM-1$. The m -th output of the q -th branch of the analysis filter bank is then given by equation (14):

$$\begin{aligned}
X_q^m &= \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} \left(\sum_{p=0}^{M-1} l_p \cdot F_{p,k} \cdot H_{q,k} \cdot e^{-2\pi i \frac{k}{M}} \right) \cdot C_k + \eta_q^m \\
&= \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} \left(\sum_{p=0}^{M-1} l_p \cdot F_{p,k} \cdot F_{q,k}^* \right) \cdot C_k + \eta_q^m \quad (14) \\
&= \frac{1}{M} \cdot \sum_{p=0}^{M-1} l_p \cdot \left[2 \Re \left(\sum_{k=1}^{\frac{M-1}{2}} F_{p,k} \cdot F_{q,k}^* \cdot C_k \right) + F_{p,0} \cdot F_{q,0} \cdot C_0 + F_{p,\frac{M}{2}} \cdot F_{q,\frac{M}{2}} \cdot C_{\frac{M}{2}} \right] + \eta_q^m
\end{aligned}$$

The derivation of equation (14) is done thanks to the time reversed property of the analysis filter bank. By taking the mathematical expectation of X_q^m , the noise terms disappear, which leads to the following expression for the mean value at the output of the q -th branch of the analysis filter bank is given by:

$$\begin{aligned}
X_q &= E[X_q^m] \\
&= \frac{1}{M} \sum_{p=0}^{M-1} l_p \cdot \left[2 \Re \left(\sum_{k=1}^{\frac{M-1}{2}} F_{p,k} \cdot F_{q,k}^* \cdot C_k \right) + F_{p,0} \cdot F_{q,0} \cdot C_0 + F_{p,\frac{M}{2}} \cdot F_{q,\frac{M}{2}} \cdot C_{\frac{M}{2}} \right] \quad (15)
\end{aligned}$$

By defining the real column vectors

$$X = [X_0 \ X_1 \ \dots \ X_M]^T \text{ and}$$

$$C = \left[C_0 \ \Re(C_1) \ \Im(C_1) \ \Re(C_2) \ \dots \ C_{\frac{M}{2}} \right]^T,$$

the set of M equations of expression (15) can be rewritten in matrix format as:

$$X = \Re \cdot C \quad (16)$$

Herein \Re represents a square matrix of dimension M , defined as:

$$\Re_{ij} = \begin{cases} b_0 \cdot F_{i,0} & \text{for } j = 0 \\ 2\Re(b_i \cdot F_{i,l}^*) & \text{for } j = 2l - 1 \text{ with } l = 1 \dots \frac{M}{2} - 1 \\ -2\Im(b_i \cdot F_{i,l}^*) & \text{for } j = 2l \text{ with } l = 1 \dots \frac{M}{2} - 1 \\ b_{\frac{M}{2}} \cdot F_{i,\frac{M}{2}} & \text{for } j = M - 1 \end{cases} \quad (17)$$

$$\text{Herein: } b_k = \frac{1}{M} \cdot \sum_{p=0}^{M-1} l_p \cdot F_{p,k} \quad (18)$$

Therefore, if \mathfrak{R} is reversible and the transmit symbols l_p are constant and known, $c^{\text{fold}}[n]$ can be computed at the receiver RX by constructing the \mathfrak{R} matrix according to the synthesis filter banks f_p and transmit symbols l_p , inverting the \mathfrak{R} matrix for computing the real vector C , generating complex values C_k with $k = 1 \dots M-1$ by using the relation $C_{M-k} = C_k^*$, and taking the IDFT of the M values C_k for computing the M real values $c^{\text{fold}}[n]$. The folded channel will be a good approximation of the real channel if the sampled impulse response of the channel is shorter than M samples.

In general, the system to invert is a linear system of M equations in the M unknown of the vector C . This system can be simplified for cosine modulated filter banks if the low pass prototype has been optimised by maximising the stopband attenuation. Indeed, the properties of a transmultiplexer are strongly dependent on the synthesis and analysis filter banks. A usual choice are the cosine modulated filter banks because they can be implemented with a fast transform and allow good spectral containment. Each synthesis filter $f_k[n]$ is made by the modulation of a real low pass prototype, $h[n]$, as shown below:

$$f_k[n] = h[n] \sqrt{\frac{2}{M}} \cdot \cos \omega_k (n + \theta_k) \quad (19)$$

at the frequencies:

$$\omega_k = \left(k + \frac{1}{2}\right) \frac{\pi}{M} \quad (20)$$

Herein, θ_k is a set of phases that depends on the filter bank choice. The low pass prototype has a length of $N=2KM$ samples with K an integer value called the overlap factor, and is symmetric so that $h[n] = h[N-n-1]$. By further imposing constraints on the prototype and the phases, it is possible to design filter banks with the perfect reconstruction property. In the sequel, the spectral properties of the analysis and the synthesis filters will be useful. Their z -transform can be derived and are given by:

$$F_k(z) = \sqrt{\frac{1}{2M}} \cdot (e^{-j\theta_k} \cdot H(ze^{j\theta_k}) + e^{j\theta_k} \cdot H(ze^{-j\theta_k})) \quad (21)$$

$$\begin{aligned} H_k(z) &= F_k(z^{-1})z^{-(N-1)} \\ &= \sqrt{\frac{1}{2M}} \cdot (e^{-j\theta_k} \cdot H(z^{-1}e^{j\theta_k}) + e^{j\theta_k} \cdot H(z^{-1}e^{-j\theta_k}))z^{-(N-1)} \end{aligned} \quad (22)$$

Herein: $H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h[n]z^{-n}$ represents the z-transform of the prototype.

Because the low pass prototype is symmetric and real, its z-transform has the following property on the unity circle:

$$H^2(e^{j\theta}) = |H(e^{j\theta})|^2 \cdot e^{-j(N-1)\theta} \quad (23)$$

with θ being a real angle.

The assumption that the real low pass prototype $h[n]$ is optimised by maximising its stopband attenuation, defined as the energy above the cut off frequency $\frac{\pi}{2M}$, can be written mathematically as:

$$|H(e^{j\theta})|^2 \ll \left| H\left(e^{j\frac{\pi}{2M}}\right) \right|^2 \text{ if } |\theta \bmod 2\pi| > \frac{\pi}{M} \quad (24)$$

By neglecting the small terms in $F_{p,k}$ and by taking into account the property (23) of the low pass prototype, equation (15) can be rewritten as:

$$\begin{aligned} X_0 &= \frac{1}{M} \cdot I_0 \cdot F_0^2(1) \cdot C_0 \\ X_{M-1} &= \frac{1}{M} \cdot I_{M-1} \cdot F_{M-1}^2(-1) \cdot C_{\frac{M}{2}} \\ X_{2k-1} &= \frac{1}{M^2} \left| H\left(e^{j\frac{\pi}{2M}}\right) \right|^2 \cdot \Re \left[\left(I_{2k-1} + I_{2k} \cdot e^{j\left(\theta_{2k} - \theta_{2k-1} - \frac{(N-1)\pi}{2M}\right)} \right) \cdot C_k \right] \\ X_{2k} &= \frac{1}{M^2} \left| H\left(e^{j\frac{\pi}{2M}}\right) \right|^2 \cdot \Re \left[\left(I_{2k-1} \cdot e^{j\left(\theta_{2k} - \theta_{2k-1} - \frac{(N-1)\pi}{2M}\right)} + I_{2k} \right) \cdot C_k \right] \end{aligned} \quad (25)$$

For cosine modulated filters $\theta_{2k} - \theta_{2k-1} + \frac{(N-1)\pi}{2M} = -\frac{\pi}{2}$ for $k = 1 \dots \frac{M}{2} - 1$. If the transmitted quadrature amplitude modulated (QAM) symbols are defined as

$Z_k = I_{2k-1} - jI_{2k}$ and the received quadrature amplitude modulated (QAM) symbols are defined as $Q_k = X_{2k-1} - jX_{2k}$ for $k = 1 \dots \frac{M}{2} - 1$, then the equations (25) can be rewritten in the elegant form:

$$\begin{aligned} X_0 &= \frac{1}{M} \cdot I_0 \cdot F_0^2(1) \cdot C_0 \\ X_{M-1} &= \frac{1}{M} \cdot I_{M-1} \cdot F_{M-1}^2(-1) \cdot C_{\frac{M}{2}} \\ Q_k &= \frac{1}{M^2} \left| H \left(e^{j\frac{\pi}{2M}} \right) \right|^2 \cdot Z_k \cdot C_k \quad \text{for } k = 1 \dots \frac{M}{2} - 1 \end{aligned} \quad (26)$$

This last set of equations (26) shows that for a periodic signal, each pair of waveforms $(2k-1, 2k)$ with $k = 1 \dots \frac{M}{2} - 1$, forms a quadrature amplitude modulated (QAM) symbol that is rotated and attenuated by the channel frequency response at the frequency $\frac{k}{MT}$ and scaled by a factor dependent on the low pass prototype.

This property of filter banks can be easily understood in the frequency domain. The periodicity of the sampled transmit signal reduces its spectrum to a Dirac comb with a period equal to $\frac{2\pi k}{M}$. The spectral selectivity of the synthesis and analysis filters, expressed by the assumption (24), insured that the component at the frequency $\frac{2\pi k}{M}$ of the transmit signal is mainly due to the synthesis filters f_{2k-1} and f_{2k} , and interferes mainly with the analysis filters h_{2k-1} and h_{2k} . That explains why the symbols Z_k and Q_k are related in the equation (26). Therefore, equation (26) gives a straightforward way to measure the folded channel impulse response $c^{\text{fold}}[n]$ with $n=0 \dots M-1$ if a time invariant signal is transmitted over the channel and analysed at the receiver side. First, the outputs of the demodulator DWT DEMOD are combined to form quadrature amplitude modulated (QAM) symbols Q_k . Then, these received QAM symbols are divided by the transmitted symbols, also considered as quadrature amplitude modulated

(QAM symbols, and scaled by a constant factor to give an estimate C_k with $k = 1 \dots \frac{M}{2} - 1$. The DC and Nyquist components are calculated by the first two equations in expression (26). Finally, an M-points inverse Fourier Transform is performed on the channel transfer function to lead to the folded channel impulse response.

Although reference was made above to DSL (Digital Subscriber Line) technology used for transmission over twisted pair telephone lines, such as ADSL (Asynchronous Digital Subscriber Line), SDSL (Synchronous Digital Subscriber Line) systems, HDSL (High Speed Digital Subscriber Line) systems, VDSL (Very High Speed Digital Subscriber Line) systems, and the like, any skilled person will appreciate that the present invention also can be applied in for instance cable based or fibre based communication systems, provided that a multi-carrier linecode based on filterbanks is used for transmission of data thereover.

Furthermore, it is remarked that an embodiment of the present invention is described above rather in terms of functional blocks. From the functional description of these blocks it will be obvious for a person skilled in the art of designing electronic devices how embodiments of these blocks can be manufactured with well-known electronic components. A detailed architecture of the contents of the functional blocks hence is not given.

While the principles of the invention have been described above in connection with specific apparatus, it is to be clearly understood that this description is made only by way of example and not as a limitation on the scope of the invention.

4. Brief Description of Drawings

Fig. 1 depicts a functional block scheme of an embodiment of the discrete wavelet multi tone transmitter TX according to the present invention and a functional block scheme of an embodiment of the discrete wavelet multi tone receiver RX according to the present invention.

Fig. 2 depicts the synthesis part and analysis part of a maximally decimated filter bank used respectively in the discrete wavelet multi tone modulator DWMT MOD and discrete wavelet multi tone demodulator DWMT DEMOD of the embodiment of the present invention drawn in Fig. 1.

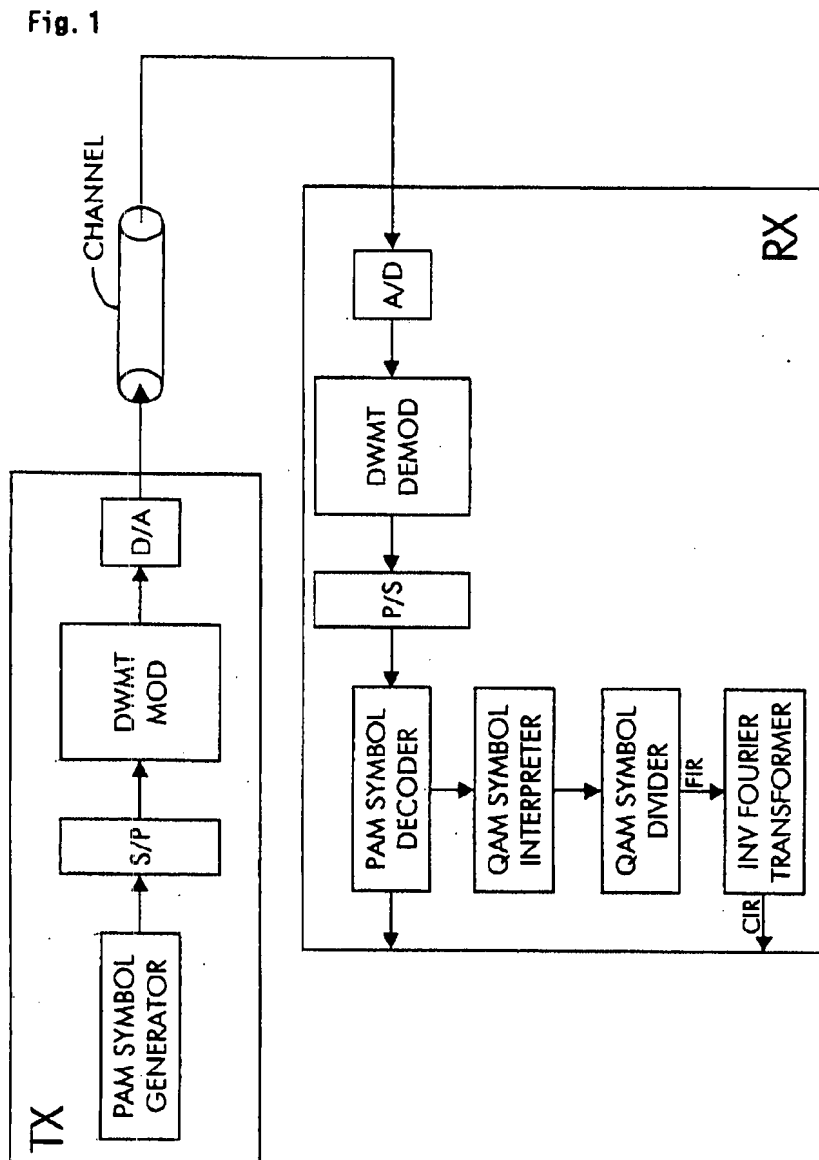


Fig. 1

Fig. 2

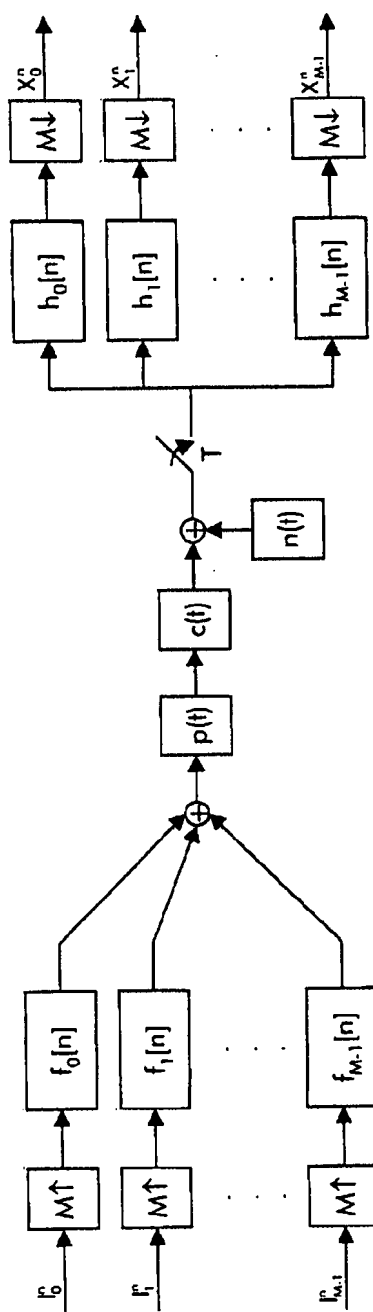


Fig. 2

1. Abstract

To determine the channel characteristic of a channel (CHANNEL) between a transmitter (TX) and a receiver (RX), a predetermined periodic signal of pulse amplitude modulated symbols is modulated on waveforms by a cosine modulated filter bank (DWMT MOD) in the transmitter (TX), and the waveforms are transmitted over the channel (CHANNEL). In the receiver (RX), the received pulse amplitude modulated symbols are demodulated from the waveforms by a cosine modulated filter bank (DWMT DEMOD), pairs of the received pulse amplitude modulated symbols are combined to form received quadrature amplitude modulated symbols, and the received quadrature amplitude modulated symbols are divided by the transmitted predetermined pulse amplitude modulated symbols considered pairwise as transmit quadrature amplitude modulated symbols. So, samples of the channel characteristic are generated.

2. Representative Drawing

Fig. 1